

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) Veröffentlichungsnummer: **0 529 421 A2**

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 92113788.1

(51) Int. Cl.⁵: **H04L 5/06**

(22) Anmeldetag: 13.08.92

(30) Priorität: 29.08.91 DE 4128713

W-7000 Stuttgart 80(DE)

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
03.03.93 Patentblatt 93/09

(72) Erfinder: Müller, Andreas, Dipl.-Ing.
Hirtenbergweg 17
W-7916 Nersingen(DE)

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT BE CH DE DK ES FR GB GR IE IT LI LU MC
NL PT SE

(74) Vertreter: Amersbach, Werner, Dipl.-Ing.
AEG Aktiengesellschaft Patent- und
Lizenzwesen Theodor-Stern-Kai 1
W-6000 Frankfurt 70 (DE)

(71) Anmelder: Daimler-Benz Aktiengesellschaft
Postfach 80 02 30

(54) Verfahren und Anordnung zur Messung der Trägerfrequenzablage in einem Mehrkanalübertragungssystem.

(57) Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Anordnung zur empfängerseitigen Bestimmung der Trägerfrequenzablage zwischen Sender und Empfänger, die als Stellgröße für die automatische Frequenzregelung des Empfängers benötigt wird. Dabei wird ein Testsignal senderseitig regelmäßig abgestrahlt und von einer empfängerseitigen Anordnung ausgewertet. Es wird eine Klasse von Testsignalen konstruiert, die für die Bestimmung der Trägerfrequenzablage geeignet sind und gleichzeitig eine Schätzung der Kanalstoßantwort ermöglichen, die es erlaubt, die mit dem Nullsymbol erzielte Synchronisierung zu verbessern.

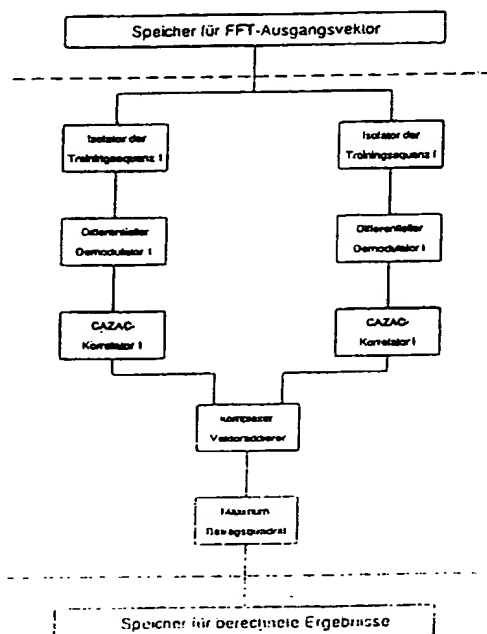


FIG. 2

EP 0 529 421 A2

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Anordnung nach den Oberbegriffen der Patentansprüche 1 und 14.

Die Erfindung findet Verwendung beim für den digitalen Rundfunk vorgeschlagenen COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) Übertragungssystem.

COFDM ist ein digitales Mehrkanal-Modulationsverfahren. Bei einem solchen wird das zu übertragende Datensignal auf eine Anzahl N (z.B. mehrere 100) Subkanäle aufgeteilt, die im Frequenzbereich nebeneinander liegen, wobei die Spektren sich auch überlappen dürfen. Durch diese Aufteilung beträgt die in jedem Subkanal übertragene Datenrate nur einen Bruchteil der ursprünglichen. Im gleichen Verhältnis verlängert sich die Symboldauer, was sich vorteilhaft auswirkt, wenn auf dem Übertragungsweg Echos auftreten. Durch Wahl eines genügend großen N kann stets erreicht werden, daß die Symboldauer groß gegen die maximale Echolaufzeit ist. Damit wird die durch Echos verursachte Symbolinterferenz soweit reduziert, daß das Signal ohne Entzerrung demoduliert werden kann.

Das COFDM-Sendesignal $s(t)$ läßt sich im Basisband als Superposition zeit- und frequenzverschobener Basisimpulse $b(t)$ darstellen:

$$s(t) = \sum_i \sum_k s_{i,k} b(t - iT_s) e^{j2\pi k F_s (t - iT_s)} \quad (1)$$

Hierbei ist der Basisimpuls durch

$$b(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } -t_g < t < t_s \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2)$$

gegeben. $j = \sqrt{-1}$ ist die imaginäre Einheit.

Der Summationsindex i repräsentiert den Symboltakt, der Index k den Subkanal. Folgende Parameter beschreiben das COFDM-Modulationsverfahren:

- T_s : Symboldauer
- t_s : genutzte Symboldauer
- t_g : Schutzzeit
- F_s : Subkanalabstand

Sie hängen über die Beziehungen $T_s = t_s + t_g$ und $F_s = 1/t_s$ zusammen. Als weitere Kenngröße kann der Nutzanteil, der Quotient aus genutzter Symboldauer und Symboldauer, $\gamma = t_s/T_s$ definiert werden. Bei den derzeit für den Einsatz im digitalen Rundfunk diskutierten Varianten von COFDM ist stets $\gamma = 0.8$. Unter Berücksichtigung dieser Beziehungen besitzt das COFDM-System nur noch einen freien Parameter, aus dem sich die restlichen ableiten lassen.

Die zu übertragende Information ist in komplexen Symbolen $d_{i,k}$ kodiert. Bei COFDM wird 4-Phasen-Umtastung als Modulationsverfahren verwendet, es gilt daher $d_{i,k} \in \{1, j, -1, -j\}$. Damit die Übertragung unempfindlich gegen kanalbedingte Phasendrehungen ist, werden nicht die $d_{i,k}$, sondern die durch die differentielle Kodierung $s_{i,k} = s_{i-1,k} \cdot d_{i,k}$ erzeugten Sendesymbole $s_{i,k}$ ausgesendet. Mitunter ist es praktisch, die im gleichen Zeitschlitz i übertragenen Sendesymbole aller Subkanäle zu einem N -dimensionalen Vektor s_i zusammenzufassen. Ein solcher Vektor wird Symbolblock genannt.

Die Erzeugung des COFDM-Sendesignals erfolgt z.B. digital mit Hilfe der inversen schnellen Fourier-Transformation (IFFT). Das Blockschaltbild eines COFDM-Senders ist in FIG. 14a dargestellt. Für jeden Zeitschlitz i wird eine IFFT berechnet. Ihr Ausgangssignal hat die Dauer t_s . Es wird periodisch auf ein Signal der Dauer T_s fortgesetzt.

Der COFDM-Demodulator dient zur Wiedergewinnung der informationstragenden Symbole $d_{i,k}$. Hierzu werden aus dem Empfänger-Eingangssignal $r(t)$ die Größen

$$r_{i,k} = \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s} x(t + iT_s) e^{-j2\pi k F_s t} dt \quad (3)$$

gebildet, aus denen Schätzwerte $d_{i,k}$ für die Datensymbole durch differentielle Demodulation $d_{i,k} = r_{i,k} r_{i-1,k}^*$ gewonnen werden. Dabei ist r^* konjugiert komplex zu r .

Auch der COFDM-Demodulator ist digital mit Hilfe der schnellen Fourier-Transformation (FFT) realisierbar. Er ist in FIG. 14b dargestellt. Für jeden Zeitschlitz wird ein Abschnitt der Dauer t_s des Empfangssignals ausgewertet. Ein Abschnitt der Dauer t_g bleibt unausgewertet. In diesen Abschnitt fallen die Echos des Signals aus dem vorangegangenen Zeitschlitz.

Die Datenübertragung beim COFDM-System ist rahmenorientiert. Ein Rahmen ist eine strukturierte Anordnung zeitlich aufeinander folgender Symbolblöcke. Er besitzt folgende, in FIG. 15 dargestellte Struktur:

Der erste Symbolblock s_1 im Rahmen ist das Nullsymbol. Es ist dadurch gekennzeichnet, daß kein Sendesignal abgestrahlt wird. Der Empfänger kann mit einem Hüllkurvendetektor den Feldstärkeeinbruch detektieren. Der Abstand zwischen den Nullsymbolen den n -ten und des $(n+1)$ -ten Rahmens dient zur Rahmensynchronisation, die Dauer des Nullsymbols zur Symbolsynchronisation. Das Nullsymbol wird nicht mit der FFT verarbeitet. Es besitzt in der Regel eine von T_s abweichende Länge.

Der zweite Symbolblock s_2 im Rahmen ist das Phasenreferenz-Symbol. Es wird zur Initialisierung des differentiellen Demodulators benötigt. Es ist ein komplexes Sweep-Signal: $s_{2,k} = \exp(j \pi k^2/N)$.

Der Rest des Rahmens besteht aus informationstragenden Symbolblöcken.

COFDM erfordert, daß die Trägerfrequenzen von Sender und Empfänger sehr genau übereinstimmen. Die maximal tolerierbare Abweichung liegt in der Größenordnung von 5 % des Subkanalabstandes F_s . Das ist nur mit sehr teuren Spezialoszillatoren erreichbar, die für ein Massenprodukt ungeeignet sind. Besser ist es, einen geregelten Oszillator im Empfänger einzusetzen. Im Augenblick des Einschaltens kann dieser jedoch eine Frequenzabweichung in der Größenordnung mehrerer Subkanalabstände besitzen.

Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, die Frequenzabweichung von Sender und Empfänger durch Beobachten des Empfangssignals zu messen, um dann die Oszillatorfrequenz geeignet zu korrigieren, so daß ein Regelprozeß einsetzen kann.

Diese Aufgabe wird durch die im kennzeichnenden Teil der Patentansprüche 1 und 14 angegebenen Merkmale gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen und/oder Weiterbildungen sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Die erfindungsgemäße Lösung besteht im periodisch wiederholten Aussenden eines Testsignals, mit dessen Hilfe der Empfänger eine bestehende Frequenzabweichung ermitteln kann. Aus praktischen Gründen bietet es sich an, dieses Testsignal in jedem Rahmen zu senden. Die Grundidee der Erfindung ist, das bisher vorhandene Sweep-Signal durch dieses neue Testsignal zu ersetzen.

Ein Vorteil der Erfindung liegt darin, daß mit einem einzigen Testsignal sowohl die Frequenzablage gemessen werden kann, als auch durch Bestimmung der Kanalstoßantwort die Feinsynchronisation.

Ein weiterer Vorteil ist, daß keine zusätzliche Kapazität des COFDM-Systems für dieses Testsignal benötigt wird, da es das bisherige Phasenreferenzsignal ersetzt.

Die Frequenzablage läßt sich vorteilhafterweise präzise und robust bestimmen. Die Genauigkeit der gemessenen Frequenzablage wird wegen der differentiellen Kodierung der CAZAC-Sequenz nicht durch Ungenauigkeiten der Synchronisation beeinflusst.

Da das Testsignal zur gleichzeitigen Kontrolle von Zeit, Frequenz und Phase dient, wird es Time-Frequency-Phase-Control-Symbolblock (TFPC) genannt.

Das TFPC basiert auf selbstorthogonalen Sequenzen konstanter Amplitude, sogenannten CAZAC (Constant Amplitude Zero Autocorrelation) Sequenzen. Es handelt sich hierbei um endliche Folgen, deren zyklische Autokorrelation für gegeneinander verschobene Sequenzen null ist. Zur Konstruktion des TFPC wird mindestens eine CAZAC-Sequenz benötigt. Es können auch mehrere sein, ebenfalls kann eine Sequenz mehrfach verwendet werden. Daher gibt es eine Vielzahl verschiedener als TFPC-geeigneter Kombinationen. Aus diesem Grund wird das TFPC zunächst allgemein definiert und dann anhand eines Ausführungsbeispiels verdeutlicht.

In einem Ausführungsbeispiel ist das TFPC der COFDM-Symbolblock $s_{2,k}$. Es ist dadurch gekennzeichnet, daß mindestens ein zusammenhängender Abschnitt $s_{2,k_0}, s_{2,k_0+1}, \dots, s_{2,k_0+L-1}$ der Länge L existiert, der bis auf einen komplexen Multiplikator A einer endlichen Folge x_i ($i = 0, 1, \dots, L-1$) entspricht: $s_{2,k_0+i} = Ax_i$ ($i = 0, 1, \dots, L-1$). Ein solcher Abschnitt wird als Trainingssequenz bezeichnet.

Dabei läßt sich x_i folgendermaßen erzeugen:

Eine vierwertige CAZAC-Sequenz c_m , ($m = 0, 1, \dots, M-1$) der Länge $M < L$ wird auf die Länge $L-1$ periodisch fortgesetzt.

Dann wird x_i durch

$$x_i = \begin{cases} 1 & \text{für } i = 0 \\ x_{i-1} c_{i-1} & \text{für } 1 \leq i \leq L-1 \end{cases} \quad (4)$$

definiert. x_i ist also eine differentiell kodierte, periodisch fortgesetzte vierwertige CAZAC-Sequenz.

Für die Größen M und L gelten folgende Einschränkungen:

- M muß gültige Länge einer vierwertigen CAZAC-Sequenz sein. Derzeit sind vierwertige CAZAC-Sequenzen der Längen 4, 8 und 16 bekannt. Weiter ist bekannt, daß es keine vierwertigen CAZAC-Sequenzen anderer Länge kleiner als 16 gibt.
- Damit die unten beschriebene Korrelationsmessung genau ein ausgeprägtes Maximum besitzt, ist $L < 2M$ einzuhalten.
- Für den Meßbereich der unten beschriebenen Anordnung, d.h. die maximale Frequenzabweichung ΔF zwischen Sender und Empfänger, die gemessen werden kann, gilt

$$-\frac{L-M-1}{2} F_s \leq \Delta F \leq \frac{L-M-1}{2} F_s.$$

Dabei sind die Divisionen als Integer-Divisionen zu verstehen.

- Es ist günstig, wenn $L - M$ eine ungerade Zahl ist, da das System dann den gleichen Meßbereich besitzt, als würde eine Trainingssequenz der Länge $L + 1$ eingesetzt. Dies wird im Folgenden vorausgesetzt. Bei geradem $L - M$ sind einige Algorithmen leicht zu modifizieren.

Das TFPC kann mehrere der zuvor beschriebenen Trainingssequenzen enthalten, die sich auch überlappen dürfen. Dabei können die unterschiedlichen Trainingssequenzen auf der gleichen oder auch auf verschiedenen CAZAC-Sequenzen basieren.

Existieren Symbole $s_{2,k}$ des TFPC, die nicht zu mindestens einer Trainingssequenz der zuvor diskutierten Art gehören, so können diese beliebige von null verschiedene Werte annehmen.

Besonders günstige Verhältnisse sind dann gegeben, wenn alle Symbole $s_{2,k}$ des TFPC die gleiche Amplitude besitzen.

In einem Ausführungsbeispiel besteht das TFPC aus einer durch vier teilbaren Anzahl von Trainingssequenzen. Sie ist aus vier CAZAC-Sequenzen aufgebaut, die aus einer CAZAC-Sequenz durch Multiplikation mit $1, j, -1, -j$ erzeugt worden sind. Diese Anordnung ergibt besonders gute Genauigkeit und gleichzeitig besonders geringen Rechenaufwand bei der Auswertung. Der Modulator verwendet eine 128-Punkte IFFT, so daß insgesamt 128 Subkanäle zur Verfügung stehen. Sie werden von 0 bis 127 durchnummeriert. Von diesen 128 Trägern werden aus filtertechnischen Gründen nur 86 moduliert, die sogenannten aktiven Subkanäle. Es sind dies die Träger mit den Nummern 20 bis 63 und 65 bis 107. Der Träger mit der Nummer 64 ist in diesem Beispiel aus technischen Gründen nicht benutzbar.

Die grundlegende CAZAC-Sequenz ist hier gegeben durch:

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$c_{0,i}$	-j	-1	1	1	-1	-j	1	-1	j	1	1	1	1	j	1	-1

Hieraus werden drei CAZAC-Sequenzen durch Multiplikation mit $j, -1, -j$ erzeugt:

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$c_{1,i}$	1	-j	j	j	-j	1	j	-j	-1	j	j	j	j	-1	j	-j
$c_{2,i}$	j	1	-1	-1	1	j	-1	1	-j	-1	-1	-1	-1	-j	-1	1
$c_{3,i}$	-1	j	-j	-j	j	-1	-j	j	1	-j	-j	-j	-j	1	-j	j

Die Länge der CAZAC-Sequenzen in diesem Beispiel beträgt $M = 16$. Es wird L zu 23 gewählt, dann kann eine Frequenzabweichung von ± 3 Subkanalabständen gemessen werden.

Durch differentielle Kodierung folgen aus den nach vorne und nach hinten jeweils um 3 Elemente fortgesetzten CAZAC-Sequenzen $c_{1,i}$ die Trainingssequenzen $x_{1,i}$.

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$x_{0,i}$	1	j	j	-j	-1	1	1	1	-1	j	j	-j	1	1	1	1
$x_{1,i}$	1	-1	-j	-1	-1	j	-1	-j	-1	-1	-j	-1	1	j	-1	-j
$x_{2,i}$	1	-j	j	j	-1	-1	1	-1	-1	-j	j	j	1	-1	1	-1
$x_{3,i}$	1	1	-j	1	-1	-j	-1	j	-1	1	-j	1	1	-j	-1	j

$i \ x_{0,i}$	16 1	17 j	18 j	19 -j	20 -1	21 1	22 1
$x_{1,i}$	1	-1	-j	-1	-1	j	-1
$x_{2,i}$	1	-j	j	j	-1	-1	1
$x_{3,i}$	1	1	-j	1	-1	-j	-1

Für die komplexen Skalierungsfaktoren A_i werden folgende Werte gezählt:

i	0	1	2	3
A_i	1	1	-j	-1

Es werden Indexoffsets k_i definiert:

i	0	1	2	3
k_i	21	40	65	84

Das TFPC besteht aus vier Trainingssequenzen. Der TFPC-Vektor der Dimension 128 ist hier definiert zu:

$$s_{2,k} = \begin{cases} A_0 x_{0,k-k_0} & \text{für } 21 \leq k < 44 \\ A_2 x_{2,k-k_2} & \text{für } 40 \leq k < 63 \\ A_1 x_{1,k-k_1} & \text{für } 65 \leq k < 88 \\ A_3 x_{3,k-k_3} & \text{für } 84 \leq k < 107 \\ 1 & \text{für } k = 63, k = 107 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Zu beachten ist erstens, daß sich in diesem Beispiel die Trainingssequenzen überlappen (in den Bereichen $k = 40 \dots 43$ und $k = 84 \dots 87$), zweitens, daß die Subkanäle $K = 63$ und $k = 107$ nicht Bestandteil einer Trainingssequenz sind und deshalb willkürlich gesetzt wurden, drittens, daß dieses TFPC konstante Amplitude in allen aktiven Subkanälen besitzt, und viertens, daß es aus vier CAZAC-Sequenzen aufgebaut ist, die durch Multiplikation mit 1, j, -1, -j aus einer CAZAC-Sequenz erzeugt worden sind.

Für die Auswertung des TFPC wird vorausgesetzt, daß der Empfänger bereits eine grobe Symbolsynchronisierung aufgrund der Auswertung des Nullsymbols besitzt. Der zugelassene Synchronisationsfehler liegt in der Größenordnung $\pm 0,5 t_g$. Er ist dann in der Lage, das TFPC-Signal zeitlich zu lokalisieren und der FFT zu unterwerfen. Am Ausgang der FFT liegt entsprechend Gl. 3 der Vektor γ_2 an. Dieser Vektor wird jetzt einer besonderen Verarbeitung unterworfen, die im Folgenden beschrieben ist.

Der Empfänger hat das gesendete TFPC-Symbol eingespeichert. Ebenso sind die im TFPC enthaltenen Trainingssequenzen, deren Lage im TFPC und die ihnen zugrunde liegenden CAZAC-Sequenzen bekannt.

Die Verarbeitung des TFPC unterteilt sich in mehrere Unteraufgaben, die ihrerseits aus verschiedenen Verarbeitungsschritten bestehen. Die Unteraufgaben sind:

- Grobe Messung der Frequenzabweichung zwischen Sender und Empfänger.
- Feinmessung der Frequenzabweichung zwischen Sender und Empfänger.
- Messung der Stoßantwort des Funkkanals.
- Aufbau der Phasenreferenz für die differentielle Demodulation.

Gemeinsame Eingangsgröße für alle Unteraufgaben ist γ_2 .

Die grobe Messung der Frequenzabweichung zwischen Sender und Empfänger bestimmt diese auf die Größenordnung eines Subkanalabstandes genau. Folgende Verarbeitungsschritte sind hierzu notwendig:

- 1.: Isolation der empfangenen Trainingssequenzen $\gamma_{2,k0+1}$. Die Lage der Trainingssequenzen im gesendeten TFPC wird als bekannt vorausgesetzt. Eine Trainingssequenz beginnt im gesendeten TFPC bei $s_{2,k0}$. Dann wird durch

$$u_k = r_{k+k_0 + \frac{L-M-1}{2}} \quad 0 \leq k \leq M \quad (5)$$

der $(M + 1)$ -dimensionale Vektor u berechnet. Enthält das TFPC mehrere Trainingssequenzen, wird dies für jede in gleicher Weise gemacht und man erhält mehrere Vektoren u_i .

- 2.: Differentielle Demodulation. Mit Hilfe der Gleichung

$$v_k = u_{k+1} \cdot u_k^* \quad 0 \leq k < M \quad (6)$$

wird der M -dimensionale Vektor v berechnet. Enthält das TFPC mehrere Trainingssequenzen, wird dies für jede in gleicher Weise gemacht und man erhält mehrere Vektoren v_i .

- 3.: Zyklische Korrelation mit der CAZAC-Sequenz. Der Vektor v wird mit der der Trainingssequenz zugrunde liegenden CAZAC-Sequenz korreliert. Der $(L - M)$ -dimensionale Vektor w wird mit der Gleichung

$$w_k = \sum_{m=0}^{M-1} v_m c_{(m-k) \bmod L}^* \quad -K \leq k \leq K = \frac{L-M-1}{2} \quad (7)$$

berechnet. Bei mehreren Trainingssequenzen im TFPC wird diese Rechnung für jedes v_i durchgeführt und man erhält die zugehörigen w_i . Diese werden dann zu einem Vektor aufaddiert: $w = \sum_i w_i$.

- 3.: Es wird das betragsgrößte w_k bestimmt. Der zugehörige Index k_{\max} gibt die gesuchte Frequenzabweichung an: $\Delta F = k_{\max} F_s$.

Die Korrelation mit der CAZAC-Sequenz wird dadurch vereinfacht, daß c_m nur die Werte 1, j , -1 und $-j$ annimmt.

Der oben beschriebene Verarbeitungsablauf ist schematisch in FIG. 1 wiedergegeben. Die Anordnung der einzelnen Baugruppen ist in FIG. 2 dargestellt. Ein beispielhafter Aufbau eines Isolators ist in FIG. 10 angegeben. Der Aufbau eines beispielhaften Korrelators, sowie eines Vektoraddierers ist aus den FIG. 12 und 13 zu entnehmen. Das erfindungsgemäße Verfahren vereinfacht sich erheblich, wenn das TFPC aus vier CAZAC-Sequenzen aufgebaut ist, die aus einer CAZAC-Sequenz erzeugt wurde. Dann lassen sich die zu den verschiedenen Trainingssequenzen gehörenden Vektoren bereits direkt nach der differentiellen Demodulation kombinieren. Hierzu wird $u = \sum_i \alpha_i u_i$ gebildet. Die α_i nehmen dabei die Werte 1, j , -1 und $-j$ an. α_i ist konjugiert komplex zu dem Faktor, mit dem die ursprüngliche CAZAC-Sequenz multipliziert wurde, um die i -ten Trainingssequenz zugrunde liegende CAZAC-Sequenz zu erzeugen. Durch das Kombinieren der Signale ist jetzt nur noch einmal die Korrelation mit der CAZAC-Sequenz zu berechnen. FIG. 3 zeigt den vereinfachten Verarbeitungsablauf in diesem Spezialfall. FIG. 4 gibt die entsprechende Anordnung wieder.

Das Verfahren zur präzisen Bestimmung der Frequenzablage zwischen Sender und Empfänger erlaubt, diese auf den Bruchteil des Unterträgerabstandes genau zu bestimmen. Es setzt die grobe Kenntnis der Frequenzablage voraus, baut also auf dem zuvor beschriebenen Verfahren zur Grobbestimmung der

Frequenzablage auf. Dort wurde der Index k_{\max} des Korrelationsmaximums gefunden. Dieser Index wird für die folgende Verarbeitung als bekannt vorausgesetzt. Weiter sei der Vektor w bekannt. Dann erfolgt die präzise Bestimmung der Frequenzablage nach folgendem Ablauf:

1.: Isolation der Trainingssequenzen. Die Lage der Trainingssequenzen im gesendeten TFPC wird als bekannt vorausgesetzt. Eine Trainingssequenz beginnt im gesendeten TFPC bei s_{2,k_0} . Dann wird durch

$$u'_k = r_{k+k_0+k_{\max}+\frac{L-M-1}{2}} \quad 0 \leq k \leq M+1 \quad (8)$$

der $(M+2)$ -dimensionale Vektor u' berechnet. Enthält das TFPC mehrere Training-Sequenzen, wird die für jede in gleicher Weise gemacht und man erhält mehrere Vektoren u'_i .

2.: Modifizierte differentielle Demodulation. Mit Hilfe der Gleichung

$$v'_k = u'_{k+1} u'^*_{k+1} + u'_{k+2} u'^*_{k+2} \quad 0 \leq k < M \quad (9)$$

wird der M -dimensionale Vektor v' berechnet. Enthält das TFPC mehrere Trainingssequenzen, wird dies für jede in gleicher Weise gemacht und man erhält mehrere Vektoren v'_i .

3.: Reduzierte zyklische Korrelation mit der CAZAC-Sequenz. Der Vektor v' wird mit der der Training-Sequenz zugrunde liegenden CAZAC-Sequenz korreliert. Es werden die Werte

$$B = \sum_{m=0}^{M-1} v'_m c_m^* \quad (10)$$

und

$$C = \sum_{m=0}^{M-1} v'_m c_{(m+1) \bmod M}^* \quad (11)$$

berechnet. Bei mehreren Trainingssequenzen im TFPC wird diese Rechnung für jedes v'_i durchgeführt und man erhält die zugehörigen B_i und C_i . Diese werden dann jeweils aufaddiert: $C = \sum_i C_i$ und $B = \sum_i B_i$.

3.: Aus der Grobbestimmung der Frequenzablage steht der Wert $w_{k_{\max}}$ zur Verfügung. Es werden die Größen $D = 2 w_{k_{\max}} - C$ berechnet. Die genaue Messung der Frequenzabweichung erfolgt dann mit

$$\Delta F = F_s \left(k_{\max} + \frac{E C^* - D B^*}{E E^* + D D^*} \right) \quad (12)$$

Der oben beschriebene Ablauf zur präzisen Messung der Frequenzablage ist in FIG. 5 dargestellt. FIG. 6 zeigt eine entsprechende Anordnung. In FIG. 11 ist der Aufbau eines beispielhaften modifizierten Isolators dargestellt.

Mit einem aus vier CAZAC-Sequenzen aufgebauten TFPC ist es möglich, die verschiedenen Trainingssequenzen vor der zyklischen Korrelation zu kombinieren. Die hierbei erzielte Reduzierung des Rechenaufwands ist jedoch, da hier nur zwei Werte der Korrelationsfunktion berechnet werden, nicht so signifikant wie

bei der Grobbestimmung der Frequenzablage, wo $L - M$ Werte berechnet wurden. FIG. 7 zeigt den Ablauf in diesem Spezialfall. FIG. 8 gibt eine beispielhafte Anordnung für den Spezialfall an.

Zur Messung der Kanalstoßantwort wird der Vektor r_2 mit dem konjugiert komplexen TFPC-Sendesignal s_2 , das im Empfänger abgespeichert ist, elementweise multipliziert. Es ergibt sich der N -dimensionale Vektor H mit

$$H_k = r_{2,k} s_{2,k}^* \quad (13)$$

H ist eine Schätzung der Übertragungsfunktion des Kanals. Dieser Vektor wird mit der inversen schnellen Fourier-Transformation (IFFT) in den Vektor h transformiert, der die Schätzung der Kanalstoßantwort darstellt. Durch Bestimmung des ersten Indexes k_{sync} bei dem die Kanalstoßantwort einen signifikanten Energieanteil besitzt erfolgt die Feinsynchronisation. Der Ablauf zur Messung der Kanalstoßantwort ist in FIG. 9 dargestellt.

Das TFPC ist auch als Phasenreferenz geeignet, da es in jedem aktiven Subkanal einen von null verschiedenen Energieanteil besitzt. Das in jedem Subkanal auf die Amplitude 1 normierte TFPC wird senderseitig dem differentiellen Kodierer und empfängerseitig dem differentiellen Demodulator zugeführt. Wenn das TFPC in allen Subkanälen konstante Energieanteile besitzt, so ist dies von Vorteil, da dann im Rauschkanal das Phasenrauschen auf allen Subkanälen gleich stark ist.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Erzeugung eines Sendesignals für ein Mehrkanalübertragungssystem, dadurch gekennzeichnet, daß in mindestens einem Symbolblock ein Testsignal abgestrahlt wird, das zumindest eine periodisch fortgesetzte, differentiell kodierte, selbstorthogonale Sequenz konstanter Amplitude enthält.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß dem Testsignal z.B. der Symbolblock S_2 zugeordnet wird, daß in dem dem Testsignal zugeordneten Symbolblock S_2 mindestens ein zusammenhängender Abschnitt von Sendesymbolen $S_{2,k0+i}$ der Länge L mit $i = 0, 1, \dots, L - 1$, sog. Trainingssequenzen, dadurch erzeugt wird, daß differentiell kodierte, periodisch fortgesetzte, selbstorthogonale Sequenzen x_i konstanter Amplitude mit einem komplexen Multiplikator A multipliziert werden und daß die Sequenzen x_i aus selbstorthogonalen Sequenzen c_i konstanter Amplitude der Länge $M < L$ aufgebaut werden, wobei gilt

$$x_i = \begin{cases} 1 & \text{für } i = 0 \\ x_{i-1} c_{(i-1) \bmod M} & \text{für } 1 \leq i \leq L - 1 \end{cases}$$

3. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Testsignal regelmäßig wiederholt wird.
4. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Sendesignal derart in eine Rahmenstruktur eingebracht wird, daß jeder Rahmen ein Testsignal enthält.
5. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Testsignal aus z.B. einer durch $n = 4$ teilbaren Anzahl von Trainingssequenzen aufgebaut wird, die aus einer einzigen selbstorthogonalen Sequenz $c_{0,i}$ konstanter Amplitude erzeugt werden, derart, daß aus ihr zunächst n selbstorthogonale Sequenzen $c_{t,i}$ konstanter Amplitude mit $t = 0, 1, \dots, n - 1$ berechnet werden, die dann zum Aufbau der Trainingssequenzen verwendet werden, wobei gilt

$$c_{t,i} = e^{j2\pi(t/n)} c_{0,i}$$

6. Verfahren zum Empfang eines Mehrkanalsignals nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Trainingssignal dazu verwendet wird

- a) eine eventuell vorhandene Trägerfrequenzablage zwischen Sender und Empfänger festzustellen oder zu messen, und/oder
- b) einen eventuell vorhandenen Synchronisationsfehler zwischen Sender und Empfänger feststellen oder zu messen, und/oder
- c) die Stoßantwort des Übertragungskanals zwischen Sender und Empfänger zu messen.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß beim Mehrkanalübertragungsverfahren ein differentielles Modulationsverfahren zwischen benachbarten Symbolblöcken eingesetzt wird, und daß das Trainingssignal als Phasenreferenzsymbol verwendet wird.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, daß auf dem empfangenen und eventuell vorverarbeiteten Testsignal eine schnelle Fourier-Transformation FFT ausgeführt wird.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 6 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß die grobe Messung der Trägerfrequenzablage zwischen Sender und Empfänger durch folgende Verfahrensschritte auf dem empfangenen Trainingssignal nach Ausführung der FFT erfolgt:

- a) Isolierung mindestens einer empfangenen Trainingssequenz $r_{2,k0+i}$ der Länge $M+1$ mit $0,5(L-M-1) \leq i \leq 0,5(L+M-1)$, wobei M die Länge der zugehörigen selbstorthogonalen Sequenz konstanter Amplitude und L die Länge der zugehörigen gesendeten Trainingssequenz ist und Erzeugung mindestens eines $(M+1)$ -dimensionalen Vektors u .
- b) Differentielle Demodulation zumindest einer isolierten Trainingssequenz u und Erzeugung mindestens eines M -dimensionalen Vektors v .
- c) Zyklische Korrelation mindestens einer isolierten, differentiell demodulierten Trainingssequenz v der Länge M mit der ihr zugrunde liegenden selbstorthogonalen Sequenz c_m konstanter Amplitude der Länge M und Erzeugung zumindest eines $(L-M)$ -dimensionalen Vektors w .
- d) Bestimmung der gesuchten Frequenzabweichung durch Ermittlung des Indexes k_{\max} des betragsgrößten Elementes zumindest eines Vektors w .

10. Verfahren nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß eine genaue Messung der Trägerfrequenzablage zwischen Sender und Empfänger durch die Verfahrensschritte nach Anspruch 9 unter Einbeziehung der Werte k_{\max} und w aus der Grobbestimmung der Frequenzablage durchgeführt wird.

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 6 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß mehr als eine Trainingssequenz empfängerseitig bearbeitet wird und daß mehrere Vektoren u und/oder mehrere Vektoren v und/oder mehrere Vektoren w jeweils, eventuell unterschiedlich gewichtet, aufsummiert werden.

12. Verfahren nach einem der Ansprüche 6 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß über das Testsignal die Kanalstoßantwort durch folgende Verfahrensschritte gemessen wird:

- a) Das empfangene, eventuell vorverarbeitete, mit der FFT verarbeitete Testsignal $r_{2,k}$ wird mit dem konjugiert komplexen zum sendeseitig abgestrahlten Testsignal zugehörigen Symbolblock $s_{2,k}^*$ elementweise multipliziert,
- b) auf dem Ergebnisvektor von a) wird eine inverse FFT berechnet.

13. Verfahren nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß das Resultat der Kanalstoßantwortmessung zur Feinsynchronisation verwendet wird.

14. Anordnung für ein Verfahren nach einem der Ansprüche 6 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß die Anordnung zumindest aus einer Vorrichtung zur Berechnung der FFT, einem Speicher für deren Ausgangswerte und mindestens jeweils einer Vorrichtung zur Isolation, differentiellen Demodulation und Korrelation für die jeweiligen Trainingssequenzen besteht, sowie eventuell einem komplexen Vektorad-dierer.

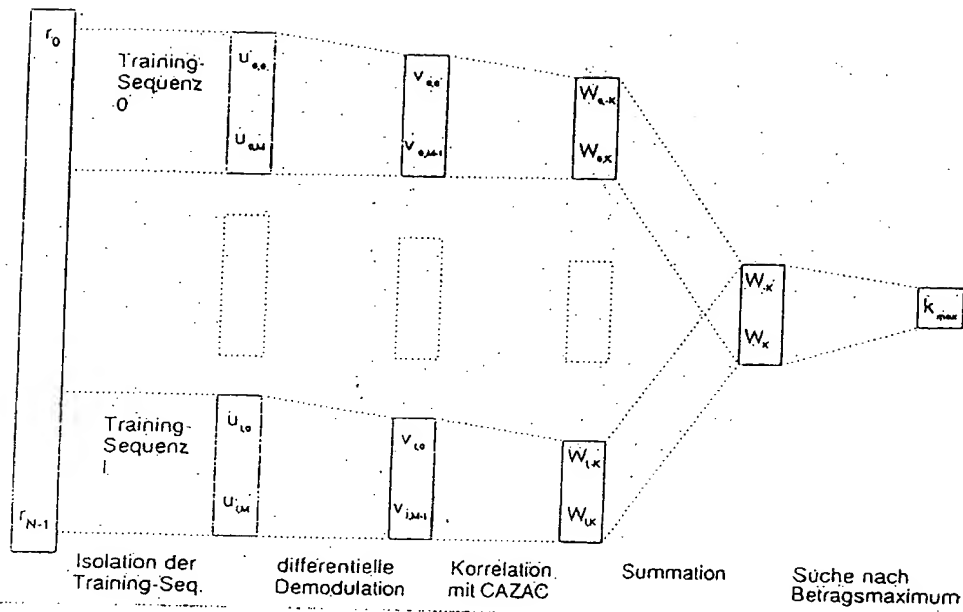


FIG. 1

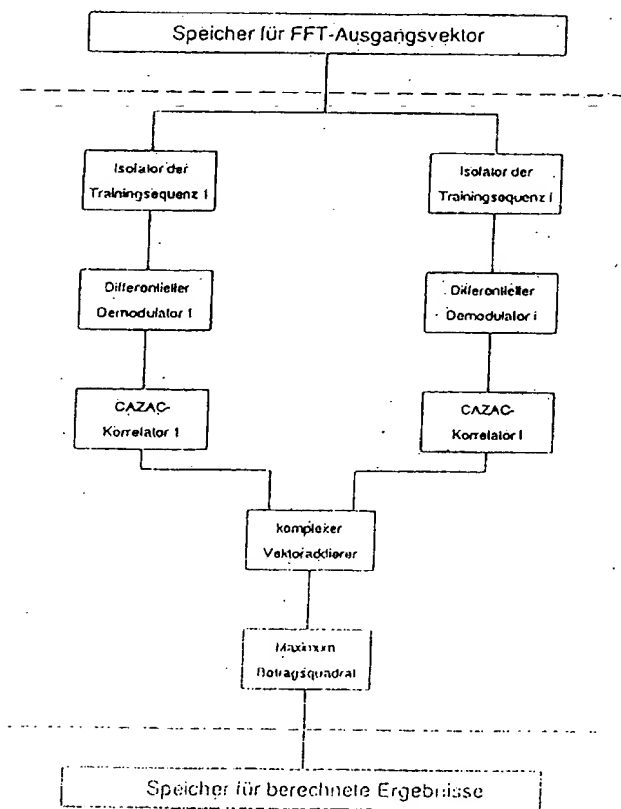


FIG. 2

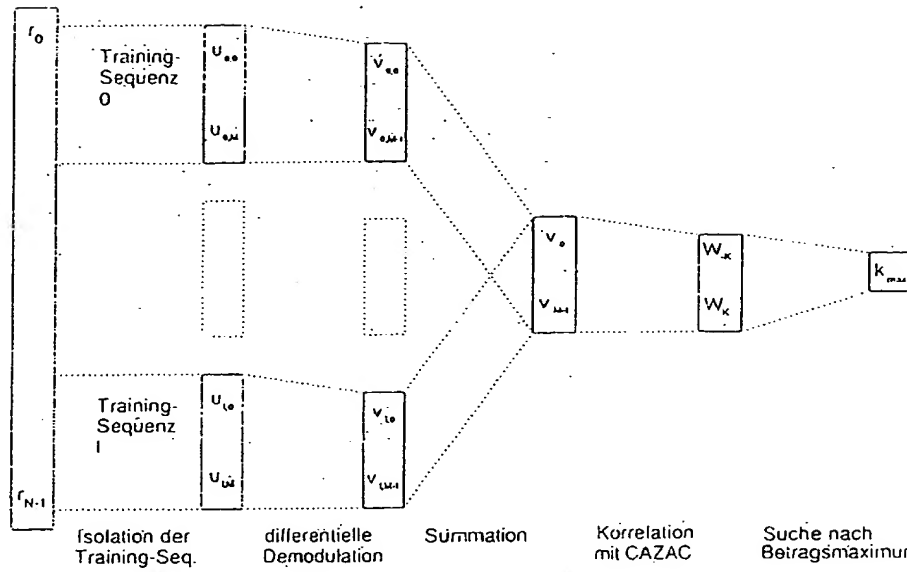


FIG. 3

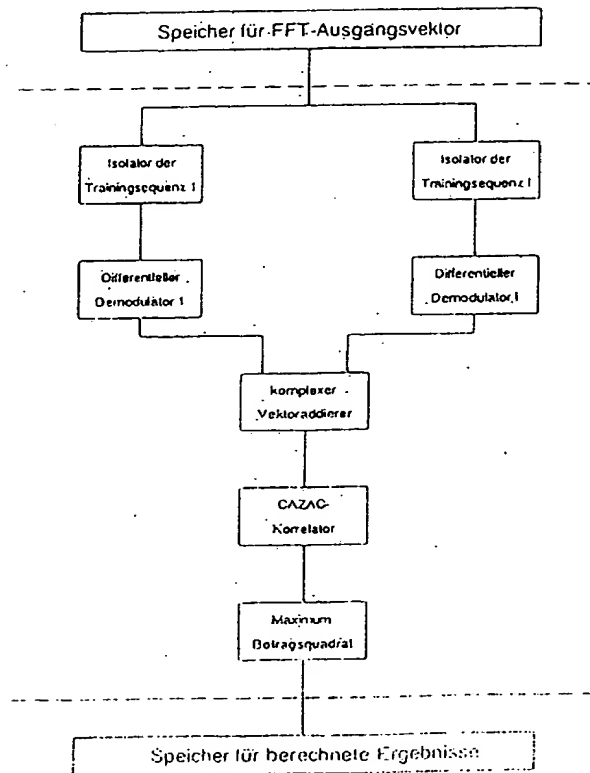


FIG. 4

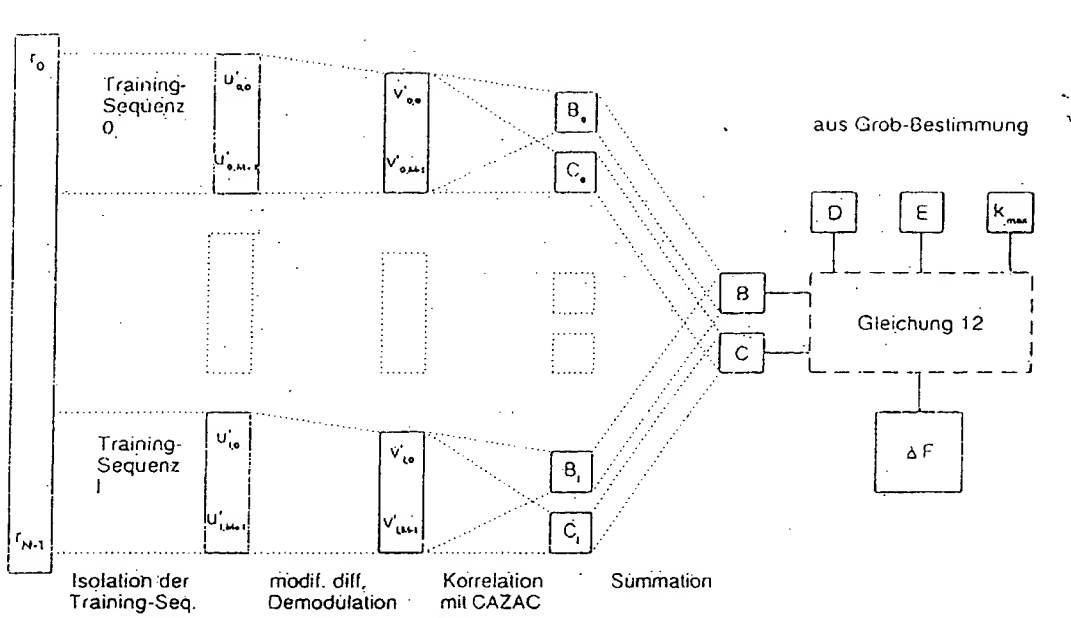


FIG. 5

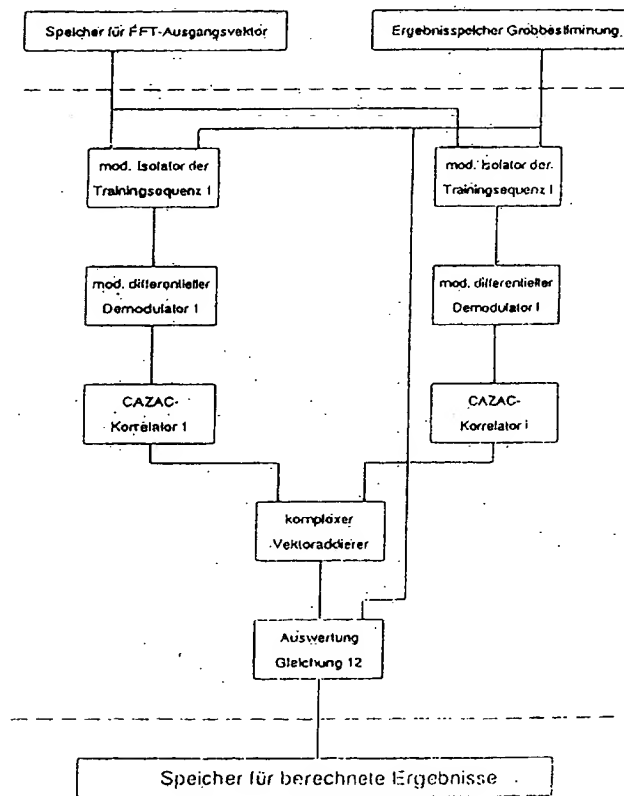


FIG. 6

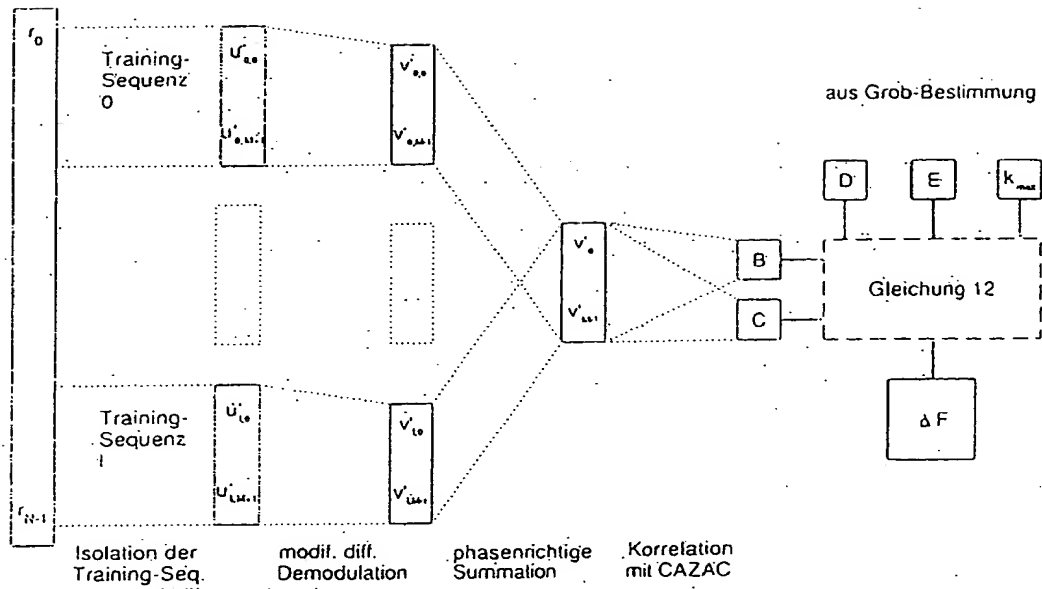


FIG. 7

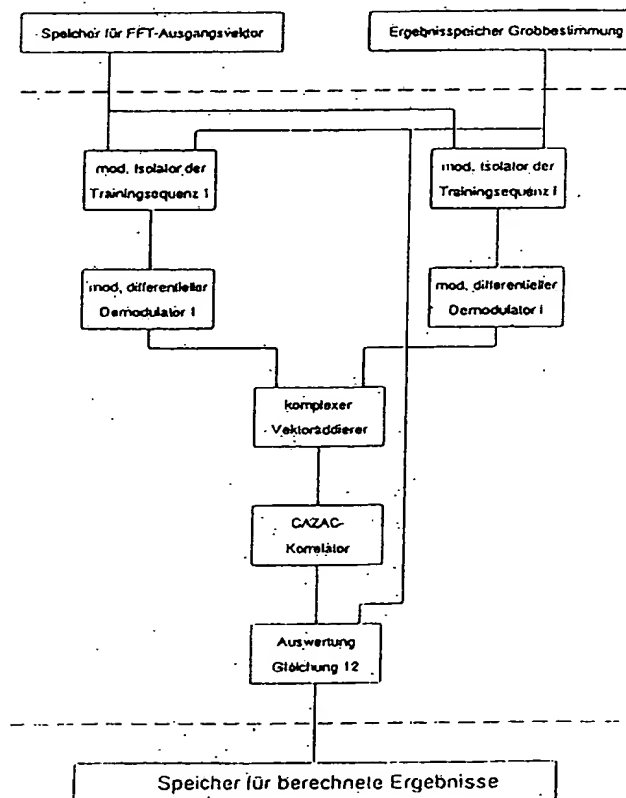


FIG. 8

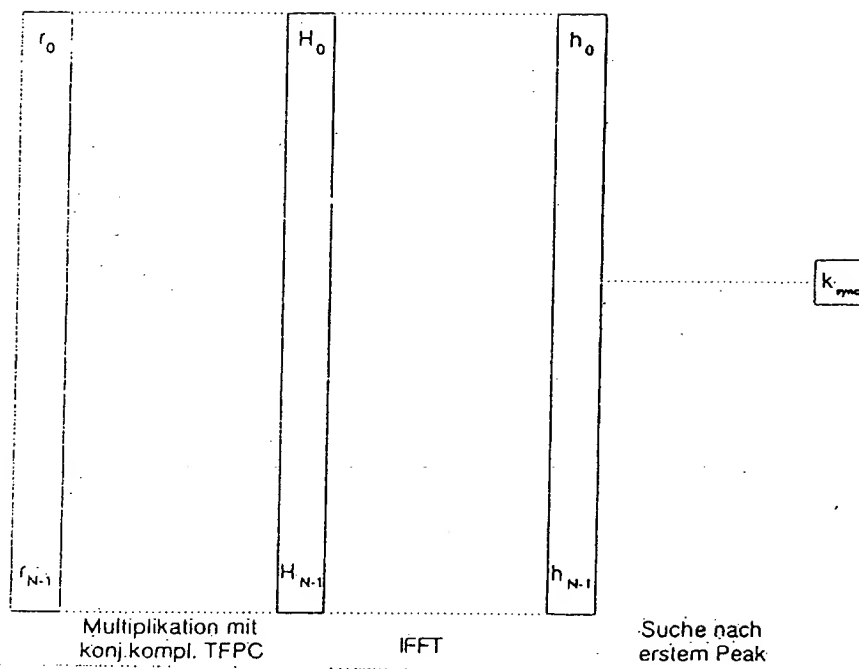
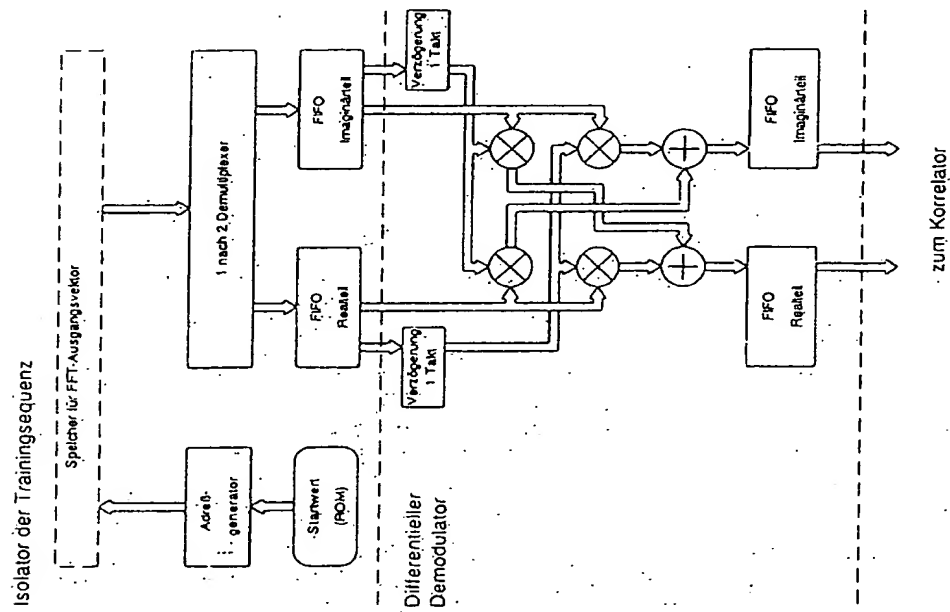
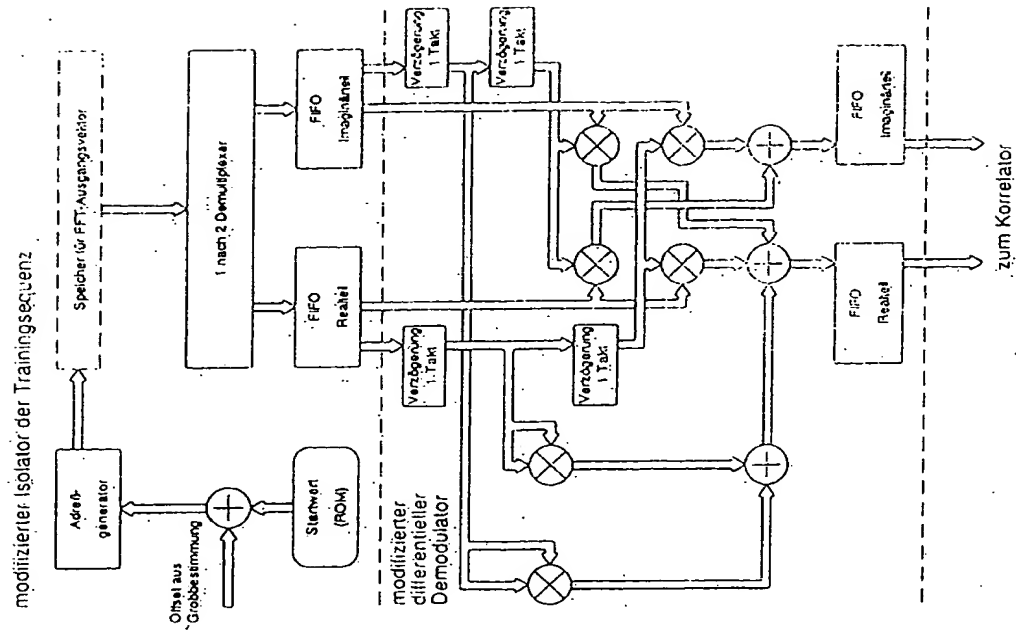


FIG. 9



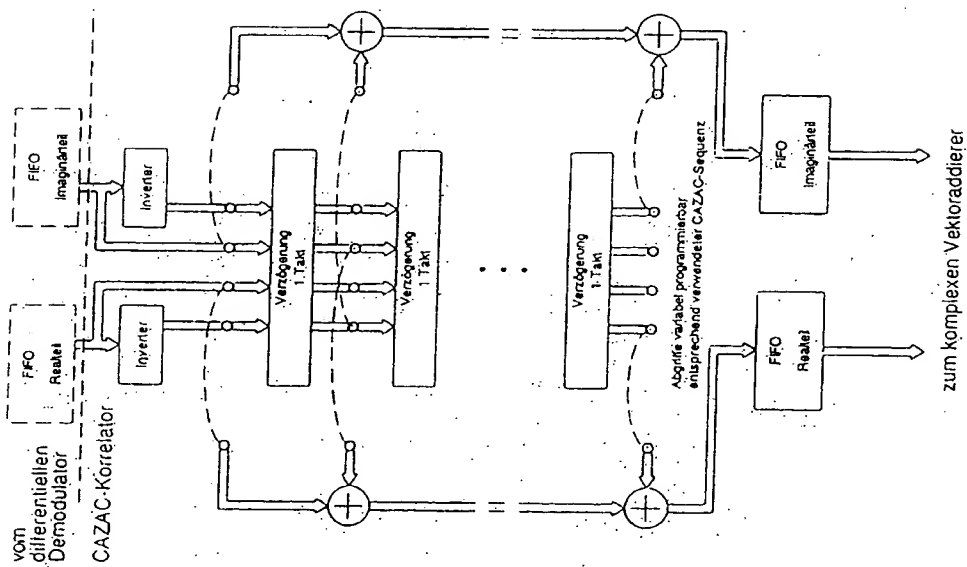


FIG. 12

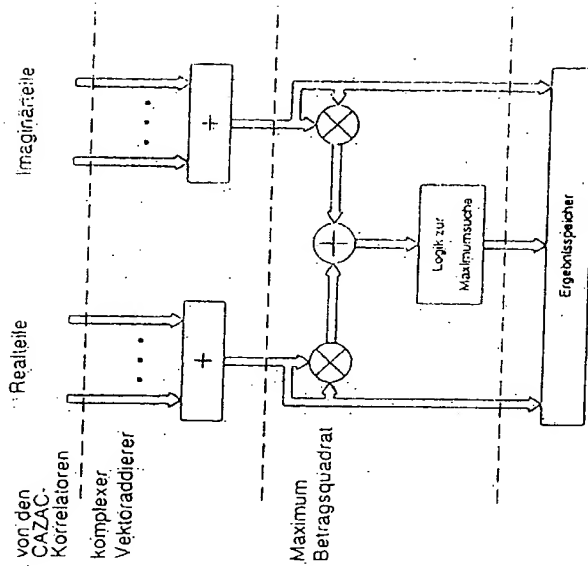


FIG. 13

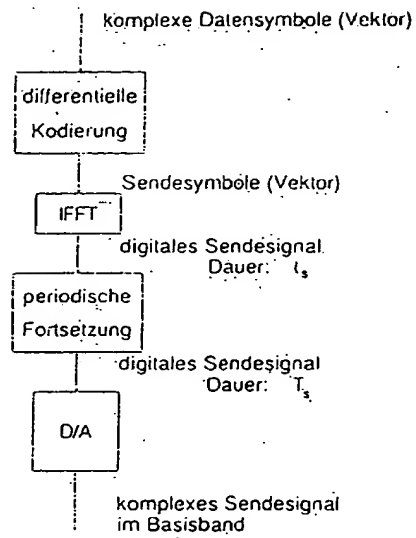


FIG. 14a

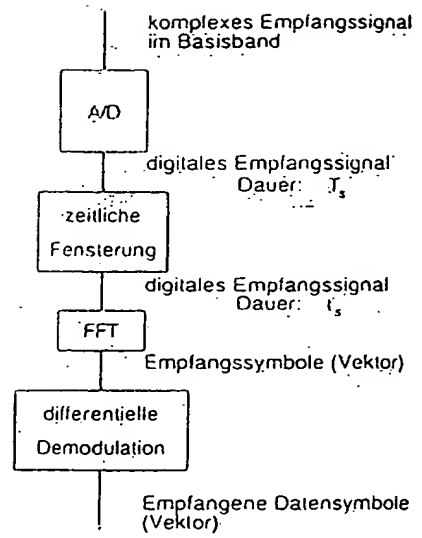


FIG. 14b

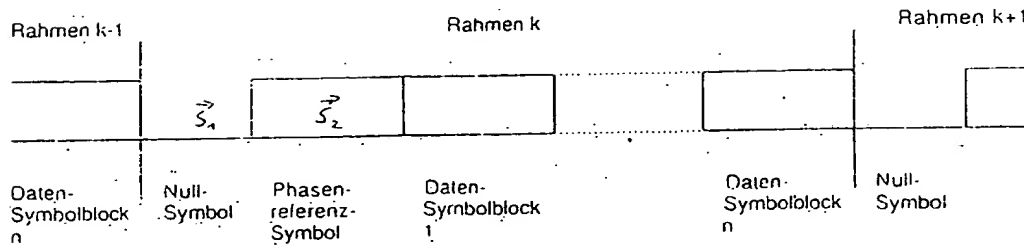


FIG. 15

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19)



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) Veröffentlichungsnummer: **0 529 421 A3**

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: **92113788.1**

(51) Int. Cl.⁵: **H04L 5/06**

(22) Anmeldetag: **13.08.92**

(30) Priorität: **29.08.91 DE 4128713**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
03.03.93 Patentblatt 93/09

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT BE CH DE DK ES FR GB GR IE IT LI LU MC
NL PT SE**

(86) Veröffentlichungstag des später veröffentlichten
Recherchenberichts: **11.08.93 Patentblatt 93/32**

(71) Anmelder: **Daimler-Benz Aktiengesellschaft**

W-7000 Stuttgart 80(DE)

(72) Erfinder: **Müller, Andreas, Dipl.-Ing.**
Hirtenbergweg 17
W-7916 Nersingen(DE)

(74) Vertreter: **Amersbach, Werner, Dipl.-Ing.**
AEG Aktiengesellschaft Patent- und
Lizenzwesen Theodor-Stern-Kai 1
W-6000 Frankfurt 70 (DE)

(54) **Verfahren und Anordnung zur Messung der Trägerfrequenzablage in einem Mehrkanalübertragungssystem.**

(57) Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Anordnung zur empfängerseitigen Bestimmung der Trägerfrequenzablage zwischen Sender und Empfänger, die als Stellgröße für die automatische Frequenzregelung des Empfängers benötigt wird. Dabei wird ein Testsignal senderseitig regelmäßig abgestrahlt und von einer empfängerseitigen Anordnung ausgewertet. Es wird eine Klasse von Testsignalen konstruiert, die für die Bestimmung der Trägerfrequenzablage geeignet sind und gleichzeitig eine Schätzung der Kanalstoßantwort ermöglichen, die es erlaubt, die mit dem Nullsymbol erzielte Synchronisierung zu verbessern.

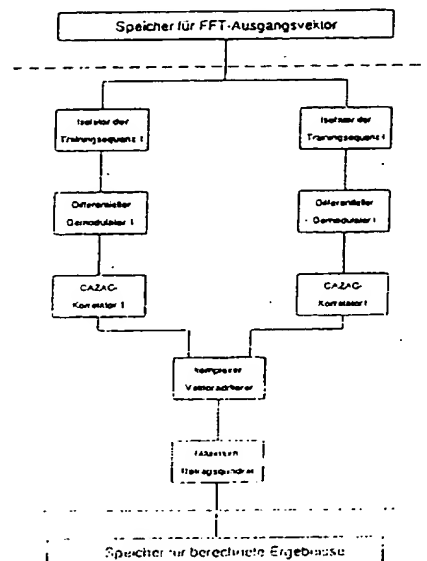


FIG. 2

EP 0 529 421 A3



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 92 11 3788

Seite 1

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.5)
A	US-A-4 152 649 (M. CHOQUET) * Zusammenfassung; Ansprüche 1-3,5; Abbildungen 3,4 * * Spalte 2, Zeile 38 - Spalte 3, Zeile 11 * * Spalte 3, Zeile 49 - Spalte 4, Zeile 32 * * Spalte 9, Zeile 3 - Spalte 10, Zeile 2 * * Spalte 10, Zeile 24 - Zeile 26 * * Spalte 11, Zeile 62 - Spalte 12, Zeile 38 *	1,2,6,8, 12,14	H04L5/06
A	IBM JOURNAL OF RESEARCH AND DEVELOPMENT Bd. 27, Nr. 5, September 1983, NEW YORK US Seiten 426 - 431 A. MILEWSKI: 'Periodic Sequences with Optimal Properties for Channel Estimation and Fast Start-Up Equalization.' * das ganze Dokument *	1,2,6	
A	Coding Theory and Applications. 2nd Inter- national Colloquium Proceedings, 24.-26.11.1986, Cachan-Paris, FR, Seiten 159-172, Springer-Verlag, Berlin, DE; R. ALEXIS: 'Search for Sequences with Zero Autocorrelation.' * Seite 160, Absatz 3 - Absatz 4 * * Seiten 163-164, Abschnitt 4.2: 'Quaternary case' * * Tabellen 4,5 *	1,2,6	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.5) H04L
A	FR-A-2 337 465 (COMPAGNIE IBM FRANCE) * Seite 3, Zeile 22 - Seite 4, Zeile 14 * * Seite 7, Zeile 11 - Seite 12, Zeile 21 * -/--	1,2,6	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 18 JUNI 1993	Prüfer GRIES T.M.
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			

EPO FORM 1503 (3.82) (P0403)



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 92 11 3788
Seite 2

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl.5)
A	DE-A-4 021 641 (NOKIA DATA SYSTEMS) * Seite 2, Zeile 17 - Zeile 26 * * Seite 2, Zeile 62 - Zeile 64 * ---	3,4,6,8, 12-14	
A	IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS Bd. 27, Nr. 1, Januar 1991, NEW YORK US Seiten 92 - 101 F. E. KRETSCHMER / K. GERLACH: 'Low Sidelobe Radar Waveforms Derived From Orthogonal Matrices.' * das ganze Dokument * ---	1,2,11	
A	1990 IEEE MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE MILCOM '90, Monterey, CA, 30.09.-03.10.1990, vol. 1, pages 273-277, IEEE, New York, US; P. H. MOOSE: 'Differential Modulation and Demodulation of Multi-Frequency Digital Communications Signal.' * das ganze Dokument * ---	1,7	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl.5)
A	IEEE COMMUNICATIONS MAGAZINE Bd. 28, Nr. 5, Mai 1990, PISCATAWAY, NJ US J. A. C. BINGHAM: 'Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come.' pages 5-8 and 11-14 * Seite 11, linke Spalte, Absatz 5 -Absatz 6 * * Seite 11, rechte Spalte, Zeile 45 - Seite 12, linke Spalte, Zeile 6 * * Seite 13, linke Spalte, Absatz 2 -Absatz 3; Abbildung 7 * -----	1	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 18 JUNI 1993	Prüfer GRIES T.M.
KATEGORIE DER GENANNTE DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur I : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument ----- & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			

EPO FORM 1303 (03.82) (P0403)

THIS PAGE BLANK (USPTO)
